

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-141750

(43)Date of publication of application : 17.05.2002

(51)Int.Cl.

H03D 3/06  
H04B 10/152  
H04B 10/142  
H04B 10/04  
H04B 10/06

(21)Application number : 2000-330853

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 30.10.2000

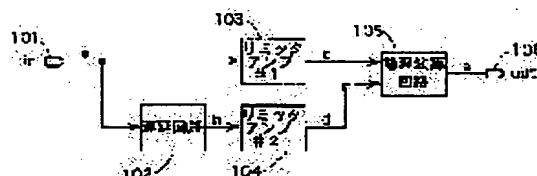
(72)Inventor : OKA TATSUTO

(54) FM DEMODULATOR AND FM DEMODULATION METHOD, AND TERMINAL FOR OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM PROVIDED WITH THE FM DEMODULATOR AND RADIO COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an FM demodulator adopting a delay detection system that prevents the linearity in the demodulation characteristic from being deteriorated due to a change in a delay circuit depending on the frequency of an input signal.

SOLUTION: The delay circuit 102 delays the input signal, a limiter amplifier 104 applies saturation amplification to the delayed input signal, and a logic arithmetic circuit 105 applies arithmetic operation such as exclusive OR arithmetic operation between the output of the limiter amplifier 104 and an output of a limiter amplifier 103 resulting from applying saturated amplification to the input signal so as to provide an output of pulse signals whose pulse width is constant even when the input frequency is subject to change.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's]

decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2002-141750  
(P2002-141750A)

(43) 公開日 平成14年5月17日 (2002.5.17)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テームト* (参考)
H 0 3 D 3/06		H 0 3 D 3/06	A 5 K 0 0 2
H 0 4 B 10/152		H 0 4 B 9/00	L
10/142			
10/04			
10/06			

審査請求 未請求 請求項の数8 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2000-330853(P2000-330853)

(22) 出願日 平成12年10月30日 (2000. 10. 30)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 岡 達人

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(74) 代理人 100099254

弁理士 役 昌明 (外3名)

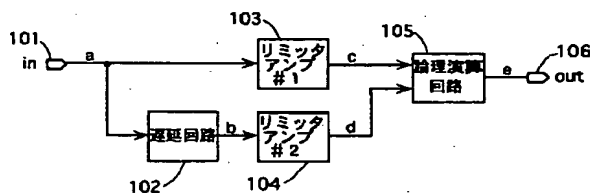
Fターム(参考) 5K002 AA04 CA15 FA01

(54) 【発明の名称】 FM復調器およびFM復調方法、ならびにそのFM復調器を備えた光通信システム用端末装置および無線通信装置

(57) 【要約】

【課題】 遅延検波方式のFM復調器において、入力信号の周波数によって遅延回路の遅延量が変化し、復調特性の線形性が劣化するのを防ぐ。

【解決手段】 入力信号を遅延回路102で遅延させた後にリミッタアンプ104で飽和増幅し、入力信号をリミッタアンプ103で飽和増幅した信号との排他的論理和等の論理演算を論理演算回路105で行うことにより、入力周波数が変化してもパルス幅が一定のパルスを出力する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力信号を遅延させる遅延回路と、前記入力信号を飽和増幅する第1のリミッタアンプと、前記遅延回路の出力信号を飽和増幅する第2のリミッタアンプと、前記第1のリミッタアンプの出力信号と前記第2のリミッタアンプの出力信号とから、前記入力信号の変化点に対応する所定幅のパルスを出力する論理演算回路とを備えることを特徴とするFM復調器。

【請求項2】 入力信号を遅延させた後に飽和増幅した信号と、前記入力信号を遅延させずに飽和増幅した信号との論理演算を行い、前記入力信号の変化点に対応した所定幅のパルスを生成することを特徴とするFM復調方法。

【請求項3】 入力信号を遅延させる遅延回路と、前記入力信号に第1の係数を乗算する第1の係数回路と、前記遅延回路の出力信号に第2の係数を乗算する第2の係数回路と、前記第1の係数回路の出力信号と前記第2の係数回路の出力信号とを加算する加算回路と、前記入力信号を飽和増幅する第1のリミッタアンプと、前記加算回路の出力信号を飽和増幅する第2のリミッタアンプと、前記第1のリミッタアンプの出力信号と前記第2のリミッタアンプの出力信号とから、前記入力信号の変化点に対応する所定幅のパルスを出力する論理演算回路とを備えることを特徴とするFM復調器。

【請求項4】 入力信号と入力信号を遅延させた信号とを重みづけ加算した後に飽和増幅した信号と、入力信号を飽和増幅した信号との論理演算を行い、前記入力信号の変化点に対応した所定幅のパルスを生成することを特徴とするFM復調方法。

【請求項5】 入力信号を遅延させる第1の遅延回路と、入力信号に第1の係数を乗算する第1の係数回路と、前記遅延回路の出力信号に第2の係数を乗算する第2の係数回路と、前記第1の係数回路の出力信号と前記第2の係数回路の出力信号とを加算する加算回路と、前記加算回路の出力信号を遅延させる第2の遅延回路と、前記入力信号を飽和増幅する第1のリミッタアンプと、前記第2の遅延回路の出力信号を飽和増幅する第2のリミッタアンプと、前記第1のリミッタアンプの出力信号と前記第2のリミッタアンプの出力信号とから、前記入力信号の変化点に対応する所定幅のパルスを出力する論理演算回路とを備えることを特徴とするFM復調器。

【請求項6】 入力信号と前記入力信号を遅延させた信号とを重みづけ加算しさらに遅延させた後に飽和増幅した信号と、前記入力信号を飽和増幅した信号との論理演算を行い、前記入力信号の変化点に対応した所定幅のパルスを生成することを特徴とするFM復調方法。

【請求項7】 光-電気信号交換部と復調部とを有する光通信システム用端末装置において、前記復調部は請求項1または3または5に記載のFM復調器を備えたことを特徴とする光通信システム用端末装置。

【請求項8】 アンテナと復調部とを有する無線通信装置において、前記復調部は請求項1または3または5に記載のFM復調器を備えたことを特徴とする無線通信装置。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、FM変調波を検波して変調信号成分を復調するFM復調器およびFM復調方法、ならびにそのFM復調器を備えた光通信システム用端末装置および無線通信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】FM変調は、搬送波の周波数を変調信号のレベルによって変化させる変調方式である。

【0003】図8に従来のFM復調器のブロック図を、図9にその動作原理を説明するタイムチャートを示す。

【0004】図8に示すFM復調器において、入力端子801に入力された周波数 $f$ のFM変調波はリミッタアンプ802で周期 $T (= 1/f)$ の矩形パルスに2値振幅化された後、一部は論理演算回路804にそのまま入力され、他の一部は遅延回路803にて一定時間 $\tau$ だけ遅延された後に論理演算回路804に入力される。そして、論理演算回路804によって、二つの入力信号の排他的論理和(XOR)がとられ、FM変調波の立ち上がり時に同期した一定のパルス幅 $t_w (= \tau)$ の矩形パルスに変換され、出力端子805から出力される。

【0005】このパルス幅 $t_w$ の矩形パルス波形は、入力FM変調波の周波数によってパルスの密度が変化するため、ローパスフィルタなどで平均レベル(直流成分)を抽出することにより、入力FM変調波の周波数に比例した電圧が復調出力として得られる。

【0006】図9(a)に示す入力信号の低い場合と、図9(b)に示す入力信号の高い場合との比較から明らかなように、論理演算回路(XOR)804の出力信号のパルス幅 $t_w$ は、入力信号の周波数 $f$ によらず一定値 $\tau$ である。このとき、論理演算回路(XOR)804の出力信号が0、 $+A$ の2値振幅を持つものとする、その平均レベル $V_a$ は次式〔1〕で表される。

$$V_a = (\tau \cdot f - 1/2) A \quad \cdots \text{式〔1〕}$$

【0007】図10のグラフは入力信号周波数 $f$ と出力電圧レベル $V_a$ との関係を示したもので、このFM復調器の $f-v$ 特性(周波数-電圧変換特性)である。この図に示すように、各回路が理想的に動作する場合、入力信号周波数 $f$ が $1/(2\tau)$ までの範囲で線形に動作する。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来のFM復調器においては、その $f-v$ 特性が遅延回路の特性に大きく左右され、遅延回路の周波数特性によって $\tau$ に偏差が生じて $f-v$ 特性の線形性が損なわれたり、遅延回路の遅延量によって線形入力範囲が制限され

たりするという問題点があった。

【0009】図11はリミッタアンプ802の出力信号の周波数スペクトラムである。飽和増幅されているため、周波数 $f_s$ の基本波成分の他に、例えば $3f_s$ などのような基本波の整数倍の高調波成分が存在する。この信号が遅延回路803へ入力される。

【0010】遅延回路803には、例えばバッファアンプのような回路が用いられるが、このような回路は一般に周波数特性を有する。図12はゲインの周波数特性の例、図13は遅延量の周波数特性の例である。

【0011】図14はリミッタアンプ802の出力信号の周波数スペクトラムと遅延回路803の周波数特性との関係を示したものである。入力信号の周波数が低い場合、遅延回路803において、 $f_s$ 、 $3f_s$ 、 $5f_s$ の各周波数成分が図14(a)のような関係で増幅、遅延された後、合成されて出力されるものと考えることができる。一方、入力信号の周波数が高い場合は、 $f_s$ 、 $3f_s$ 、 $5f_s$ の各周波数成分が図14(b)のような関係で増幅、遅延される。両者を比較すると、基本波成分 $f_s$ の増幅量と遅延量は変わらないが、高調波成分である $3f_s$ や $5f_s$ の増幅量と遅延量は異なるため、遅延回路803の出力信号波形は入力周波数によって異なり、遅延時間にも偏差が生じる。

【0012】また、FM復調器の線形入力範囲は0から $1/(2\pi)$ までの範囲であるが、遅延時間は遅延回路として用いるバッファアンプなどの遅延量であるため、正確に所望の値が得られるとは限らない。複数段のバッファアンプの縦続接続によってある程度の遅延時間の調整は可能であるが、段数は整数であり離散値での調整となる。このため、所望の特性に合わせた線形入力範囲を実現することが困難である。

【0013】本発明は、上記従来の問題を解決するもので、遅延回路の特性が $f-v$ 特性に与える影響を緩和し、復調特性が良好なFM復調器、FM復調方法、並びにそのFM復調器を備えた光通信システム用端末装置および無線通信装置を提供するものである。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明に係る第1のFM復調器は、入力信号を遅延させる遅延回路と、前記入力信号を飽和増幅する第1のリミッタアンプと、前記遅延回路の出力信号を飽和増幅する第2のリミッタアンプと、前記第1のリミッタアンプの出力信号と前記第2のリミッタアンプの出力信号とから、前記入力信号の変化点に対応する所定幅のパルスを出力する論理演算回路とを備えることを特徴とする。この構成により、高周波成分を含まない信号を遅延させた後、飽和増幅することで、遅延回路をその周波数特性が平坦な低い周波数領域で動作させ、入力周波数による遅延量の偏差を抑えることとなる。

【0015】また、本発明に係る第1のFM復調方法

は、入力信号を遅延させた後に飽和増幅した信号と、前記入力信号を遅延させずに飽和増幅した信号との論理演算を行い、前記入力信号の変化点に対応した所定幅のパルスを生成することを特徴とする。この構成により、高周波成分を含まない信号を遅延させた後、飽和増幅することで、入力周波数による遅延量の偏差を抑えることとなる。

【0016】さらに、本発明に係る第2のFM復調器は、入力信号を遅延させる遅延回路と、前記入力信号に第1の係数を乗算する第1の係数回路と、前記遅延回路の出力信号に第2の係数を乗算する第2の係数回路と、前記第1の係数回路の出力信号と前記第2の係数回路の出力信号とを加算する加算回路と、前記入力信号を飽和増幅する第1のリミッタアンプと、前記加算回路の出力信号を飽和増幅する第2のリミッタアンプと、前記第1のリミッタアンプの出力信号と前記第2のリミッタアンプの出力信号とから、前記入力信号の変化点に対応する所定幅のパルスを出力する論理演算回路とを備えることを特徴とする。この構成により、遅延回路の周波数特性を平坦に近づけるように補正をすることができ、入力周波数による遅延量の偏差を抑えることとなる。

【0017】また、本発明に係る第2のFM復調方法は、入力信号と入力信号を遅延させた信号とを重みづけ加算した後に飽和増幅した信号と、入力信号を飽和増幅した信号との論理演算を行い、前記入力信号の変化点に対応した所定幅のパルスを生成することを特徴とする。この構成により、遅延手段が有している周波数特性を平坦に近づけるように補正をすることができ、入力周波数による遅延量の偏差を抑えることとなる。

【0018】そして、本発明に係る第3のFM復調器は、入力信号を遅延させる第1の遅延回路と、入力信号に第1の係数を乗算する第1の係数回路と、前記遅延回路の出力信号に第2の係数を乗算する第2の係数回路と、前記第1の係数回路の出力信号と前記第2の係数回路の出力信号とを加算する加算回路と、前記加算回路の出力信号を遅延させる第2の遅延回路と、前記入力信号を飽和増幅する第1のリミッタアンプと、前記第2の遅延回路の出力信号を飽和増幅する第2のリミッタアンプと、前記第1のリミッタアンプの出力信号と前記第2のリミッタアンプの出力信号とから、前記入力信号の変化点に対応する所定幅のパルスを出力する論理演算回路とを備えることを特徴とする。この構成により、遅延回路の遅延時間を連続的に微調整することができ、所望の線形入力周波数範囲からの誤差を低減することとなる。

【0019】また、本発明に係る第3のFM復調方法は、入力信号と前記入力信号を遅延させた信号とを重みづけ加算しさらに遅延させた後に飽和増幅した信号と、前記入力信号を飽和増幅した信号との論理演算を行い、前記入力信号の変化点に対応した所定幅のパルスを出力することを特徴とする。この構成により、遅延時間を連

統的に微調整することができ、所望の線形入力周波数範囲からの誤差を低減することとなる。

【0020】さらに、本発明の光通信システム用端末装置は、光-電気信号変換部と復調部とを有する光通信システム用端末装置において、前記復調部は前記本発明に係る第1または第2または第3のFM復調器を備えたことを特徴とする。この構成により、光通信システム用端末装置において、入力FM変調波の周波数による遅延量の偏差を抑えた復調特性が良好なFM復調を行うこととなる。

【0021】そして、本発明の無線通信装置は、アンテナと復調部とを有する無線通信装置において、前記復調部は前記本発明に係る第1または第2または第3のFM復調器を備えたことを特徴とする。この構成により、無線通信装置において、入力FM変調波の周波数による遅延量の偏差を抑えた復調特性が良好なFM復調を行うこととなる。

【0022】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について、図面を用いて説明する。

【0023】（第1の実施の形態）本発明の第1の実施の形態のFM復調器は、入力FM変調波を遅延回路で遅延させた後にリミッタアンプで飽和増幅することにより、遅延回路における入力周波数による遅延時間の偏差を低減し、復調特性の線形性を改善するように構成したものである。

【0024】図1は本発明の第1の実施の形態のFM復調器を示すブロック図である。このFM復調器は、FM変調波の入力端子101と、入力端子101から入力されるFM変調波aを一定時間 $\tau$ だけ遅延させる遅延回路102と、入力端子101から入力されるFM変調波aを飽和増幅する第1のリミッタアンプ103と、遅延回路102の出力信号bを飽和増幅する第2のリミッタアンプ104と、第1のリミッタアンプ103の出力信号cと第2のリミッタアンプ104の出力信号dとの論理積、論理和、排他的論理和等の論理演算を行う論理演算回路105と、復調パルス信号eの出力端子106とから構成されている。

【0025】以上のように構成されたFM復調器について、図2および図3を用いてその動作を説明する。

【0026】図2は図1に示したFM復調器の動作を示すタイムチャートである。図2の(a)~(e)は図1における信号a~eに対応する。入力端子101から入力されたFM変調波aは遅延回路102と第1のリミッタアンプ103に入力される。遅延回路102に入力されたFM変調波aは一定時間 $\tau$ だけ遅延されて遅延回路出力bとなり、第2のリミッタアンプ104に入力される。第1のリミッタアンプ103に入力されたFM変調波aは、ここで飽和増幅されて周期 $T (= 1/f)$ の矩形波からなる第1のリミッタアンプ出力cとなり、論理演算回路105に入力される。第2のリミッタアンプ104に入力された

遅延回路出力bは、ここで飽和増幅されて周期 $T (= 1/f)$ の矩形波からなる第2のリミッタアンプ出力dとなり、論理演算回路105に入力される。論理演算回路105が例えば排他的論理和(XOR)回路である場合、論理演算回路105の出力には、入力信号の変化点に同期したパルス幅 $t_w (= \tau)$ の矩形パルスeが得られる。

【0027】ここで、遅延回路102の入力信号は飽和増幅されていないため、高調波成分をほとんど含まない。したがって、基本波成分 $f_s$ の遅延量がそのまま遅延回路102の遅延時間 $\tau$ に相当する。

【0028】図3は、遅延回路102の入力信号aの周波数スペクトラムと遅延回路102の周波数特性との関係を示したものである。ここで、(a)は入力信号の周波数が低い場合であり、(b)は入力信号の周波数が高い場合である。図3に示すように、入力信号が遅延回路102の周波数特性の平坦な範囲であれば、遅延時間は入力周波数によらず一定値となる。

【0029】以上のように本発明の第1の実施の形態によれば、入力信号を飽和増幅する前に遅延回路で遅延させることにより、入力周波数による遅延時間の偏差を低減し、復調特性の線形性を改善することができる。

【0030】（第2の実施の形態）本発明の第2の実施の形態のFM復調器は、入力FM変調波を遅延回路で遅延させた信号と入力FM変調波とをそれぞれ重みづけして加算した後にリミッタアンプで飽和増幅することにより、遅延回路の周波数特性を平坦に近づけるように補正し、入力周波数による遅延量の偏差を抑えるように構成したものである。

【0031】図4は本発明の第2の実施の形態のFM復調器を示すブロック図である。この図において、図1と同一の構成要素または対応する構成要素には図1で使用した符号と同一の符号を付した。

【0032】このFM復調器は、FM変調波の入力端子101と、入力端子101から入力されるFM変調波を一定時間 $\tau$ だけ遅延させる遅延回路102と、入力端子101から入力されるFM変調波を飽和増幅する第1のリミッタアンプ103と、入力端子101から入力されるFM変調波をA倍する第1の係数回路107と、遅延回路102の出力をB倍する第2の係数回路108と、第1の係数回路107の出力信号と第2の係数回路108の出力信号とを加算する加算回路109と、加算回路109の出力信号を飽和増幅する第2のリミッタアンプ104と、第1のリミッタアンプ103の出力信号と第2のリミッタアンプ104の出力信号との論理積、論理和、排他的論理和等の論理演算を行う論理演算回路105と、復調パルス信号の出力端子106とから構成されている。

【0033】以上のように構成されたFM復調器について、図5を用いてその動作を説明する。

【0034】入力端子101への入力信号を $V_1(t)$ 、遅延回路102の出力信号を $V_2(t)$ とすると、それぞれ次

式〔2〕、〔3〕で表すことができる。

$$V_1(t) = \cos(\omega t) \quad \text{…式〔2〕}$$

$$V_2(t) = \cos\{\omega(t - \tau)\} \quad \text{…式〔3〕}$$

〔0035〕ここで、 $\omega$ は入力信号の角周波数であり、入力信号の周波数 $f$ との間には $\omega = 2\pi f$ の関係がある。このとき、加算回路109の出力信号を $V(t)$ とす\*

$$\alpha = \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos(\omega\tau)} \quad \text{…式〔5〕}$$

$$\beta = \arctan[B \sin(\omega\tau) / \{A + B \cos(\omega\tau)\}] / \omega \quad \text{…}$$

式〔6〕

である。

〔0037〕 $V(t)$ は第2のリミッタアンプ104への入力信号であるが、 $\beta$ が遅延時間に相当し、式〔6〕の関係から、係数 $A$ と $B$ によって $\beta$ が変化することが分かる。

〔0038〕図5は、入力周波数と遅延時間 $\beta$ の関係を表したグラフである。係数 $A$ と $B$ の選び方によって、周波数が高いほど遅延時間が増加する特性や、周波数が低いほど遅延時間が減少する特性を選んで実現することが可能である。したがって、遅延回路102の周波数特性が完全に平坦でない場合にも、係数 $A$ と $B$ を適当に選定することにより、入力端子101から第2のリミッタアンプ104へ到達する信号経路の遅延時間の周波数特性を補正することができる。

〔0039〕以上のように本発明の第2の実施の形態によれば、入力信号を第2のリミッタアンプ104で飽和増幅する前に遅延回路102で遅延させ、遅延回路102の入力信号と出力信号をそれぞれ第1の係数回路107と第2の係数回路108とで重みづけして加算回路109で加算することにより、入力周波数による遅延時間の偏差を補正し、復調特性の線形性を改善することができる。

〔0040〕(第3の実施の形態)本発明の第3の実施の形態のFM変調器は、入力FM変調波を第1の遅延回路で遅延させた信号と入力FM変調波とをそれぞれ重みづけして加算し、さらに第2の遅延回路で遅延させた後にリミッタアンプで飽和増幅することにより、周波数特性をほぼ平坦なまま遅延時間を連続的に微調整し、所望の線形入力周波数範囲からの誤差を低減できるように構成したものである。

〔0041〕図6は本発明の第3の実施の形態のFM復調器を示すブロック図である。この図において、図4と同一の構成要素または対応する構成要素には図4で使した符号と同一の符号を付した。

〔0042〕このFM復調器は、FM変調波の入力端子101と、入力端子101から入力されるFM変調波を一定時間 $\tau$ だけ遅延させる第1の遅延回路102と、入力端子101から入力されるFM変調波を飽和増幅する第1のリミッタアンプ103と、入力端子101から入力されるFM変調波を $A$ 倍する第1の係数回路107と、第1の遅延回路102の出力を $B$ 倍する第2の係数回路108と、第1の係数回路107の出力信号と第2の係数回路108の出力信

\*と、

$$V(t) = AV_1(t) + BV_2(t)$$

$$= \alpha \cos\{\omega(t - \beta)\} \quad \text{…式〔4〕}$$

〔0036〕ただし、

10 号とを加算する加算回路109と、加算回路109の出力信号を一定時間 $\tau$ 、だけ遅延させる第2の遅延回路110と、第2の遅延回路110の出力信号を飽和増幅する第2のリミッタアンプ104と、第1のリミッタアンプ103の出力信号と第2のリミッタアンプ104の出力信号との論理積、論理和、排他的論理和等の論理演算を行う論理演算回路105と、復調パルス信号の出力端子106とから構成されている。

〔0043〕以上のように構成されたFM復調器について、図7を用いてその動作を説明する。

20 〔0044〕加算回路109の出力信号を $V(t)$ とすると、本発明の第2の実施の形態と同様にして、 $V(t)$ は式〔4〕、〔5〕、〔6〕で表すことができる。入力端子101から第2のリミッタアンプ104の入力へ到達するまでの信号の遅延時間 $\tau_0$ は、式〔6〕の $\beta$ と第2の遅延回路110の遅延時間 $\tau_1$ の合計であるから、下記の式〔7〕で表される。

$$\tau_0 = \beta + \tau_1 \quad \text{…式〔7〕}$$

〔0045〕図7は、入力周波数と遅延時間 $\tau_0$ の関係を表したグラフである。 $\tau$ と $\tau_1$ の比によって $\tau_0$ の周波数特性は異なるが、 $\tau \ll \tau_1$ であるとき、係数 $A$ と $B$ の選び方によって $\tau_0$ の周波数特性はほぼ平坦なまま変化し、遅延時間を微調整することが可能になる。図7は、 $\tau_1 = 2\tau$ の場合の例である。

〔0046〕このように、本発明の第3の実施の形態によれば、第1の係数回路107の係数、第2の係数回路108の係数、および第2の遅延回路110の遅延時間の選定により、周波数特性をほぼ平坦なまま遅延時間を連続的に微調整し、所望の線形入力周波数範囲からの誤差を低減することができる。

40 〔0047〕以上説明した本発明の各実施の形態のFM復調器は、光-電気信号変換部と復調部とを有する光通信システム用端末装置の復調部、アンテナと復調部とを有する無線通信装置の復調部などに用いることができる。

〔0048〕

〔発明の効果〕以上説明したように、本発明は入力信号を遅延させてから飽和増幅して論理演算を行うことによって入力信号の周波数の変化に対する遅延時間の偏差を低減し、 $f-v$ 特性の線形性が良好であるというすぐれた効果を有するFM復調器を提供することができるもの

である。

【0049】また本発明は、遅延時間の異なる複数の信号を合成することによって入力信号の周波数の変化に対する遅延時間の偏差を補正し、 $f-v$ 特性の線形性が良好であるというすぐれた効果を有するFM復調器を提供することができるものである。

【0050】さらに本発明は、遅延手段の一部に対して遅延時間の異なる複数の信号を合成し、遅延手段の残りの一部に対してはそのまま信号を通過させることによって、遅延時間を微調整し、 $f-v$ 特性の線形入力範囲を任意に設定できるというすぐれた効果を有するFM復調器を提供することができるものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態のFM復調器のブロック図、

【図2】本発明の第1の実施の形態のFM復調器の動作を説明するためのタイムチャート、

【図3】本発明の第1の実施の形態のFM復調器における遅延回路の入出力間の信号の関係を示すグラフ、

【図4】本発明の第2の実施の形態のFM復調器のブロック図、

【図5】本発明の第2の実施の形態のFM復調器における遅延量の補正の例を示すグラフ、

【図6】本発明の第3の実施の形態のFM復調器のブロック図、

＊ック図、

【図7】本発明の第3の実施の形態のFM復調器における遅延量の調整の例を示すグラフ、

【図8】従来のFM復調器のブロック図、

【図9】従来のFM復調器の動作を説明するタイムチャート、

【図10】従来のFM復調器における $f-v$ 特性のグラフ、

【図11】従来のFM復調器における遅延回路の入力信号の周波数スペクトラムを示す図、

【図12】従来のFM復調器における遅延回路のゲインの周波数特性を示す図、

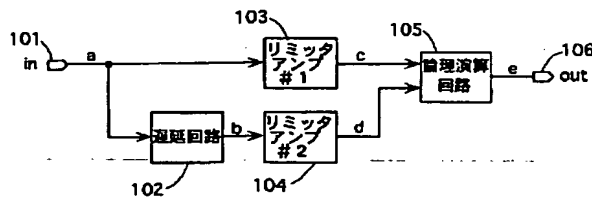
【図13】従来のFM復調器における遅延回路の遅延量の周波数特性を示す図、

【図14】従来のFM復調器における遅延回路の入出力間の信号の関係を示すグラフである。

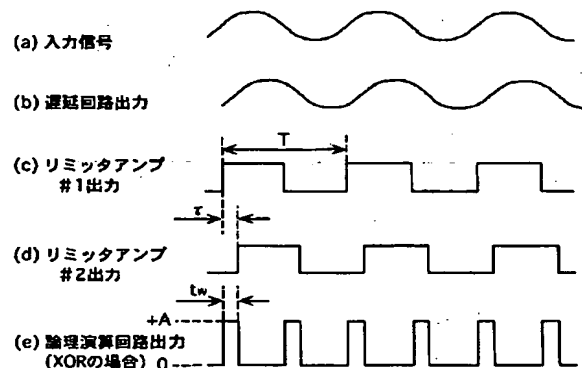
【符号の説明】

- 101 FM変調波の入力端子
- 102 遅延回路
- 103 第1のリミッタアンプ
- 104 第2のリミッタアンプ
- 105 論理演算回路
- 106 復調パルス信号の出力端子

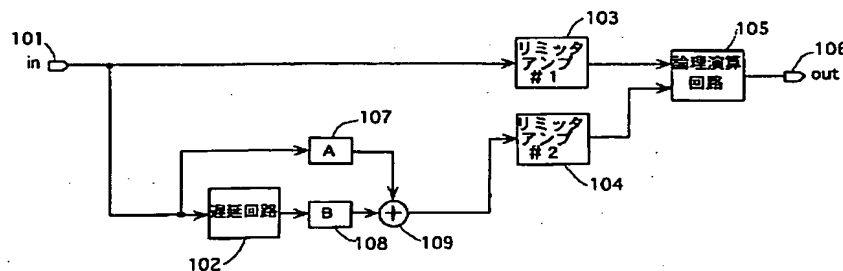
【図1】



【図2】

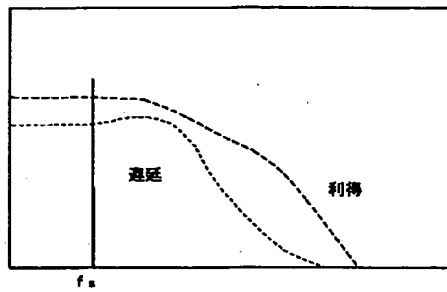
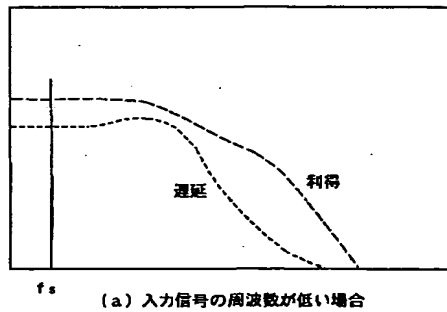


【図4】

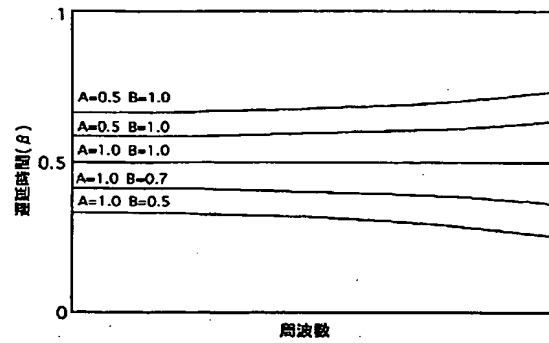




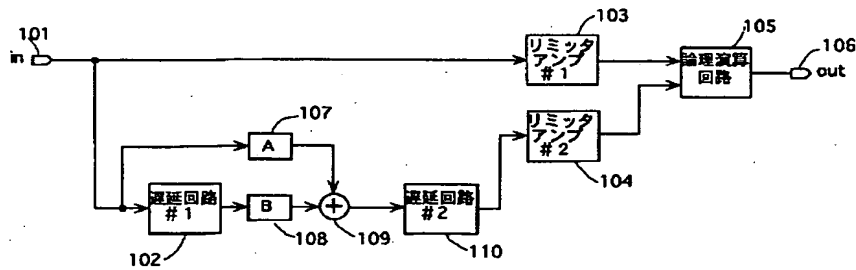
【図3】



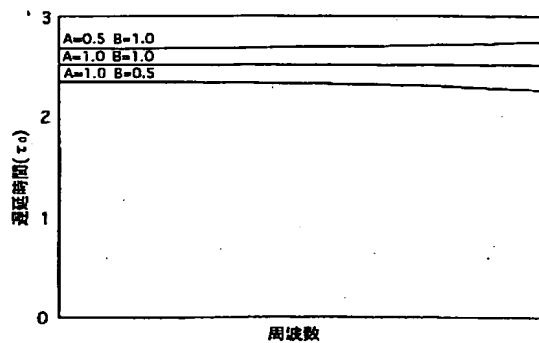
【図5】



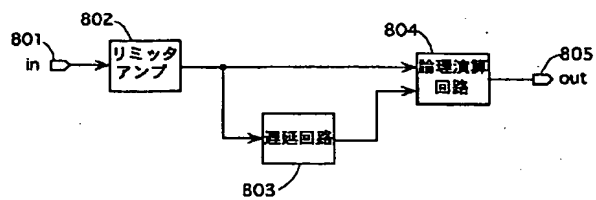
【図6】



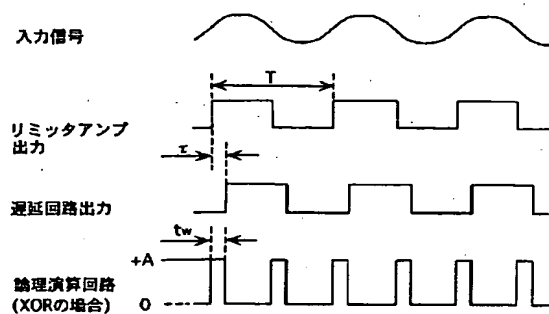
【図7】



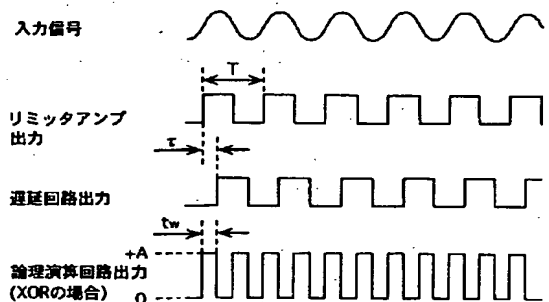
【図8】



【図9】

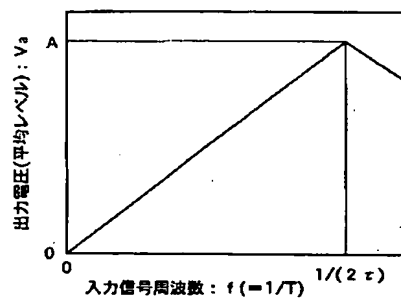


(a) 入力信号の周波数が低い場合

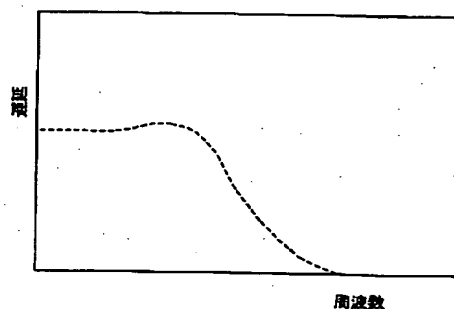


(b) 入力信号の周波数が高い場合

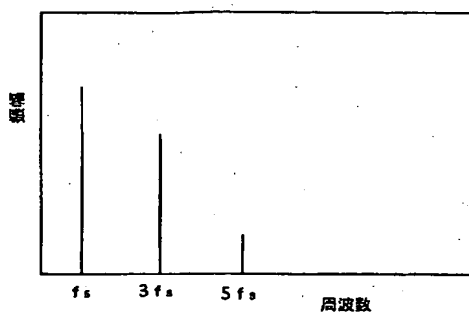
【図10】



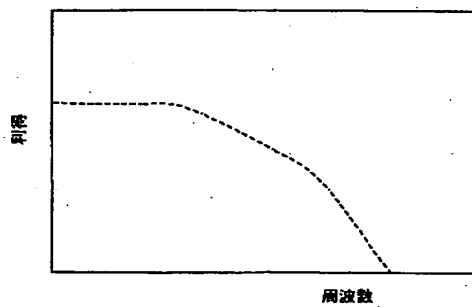
【図13】



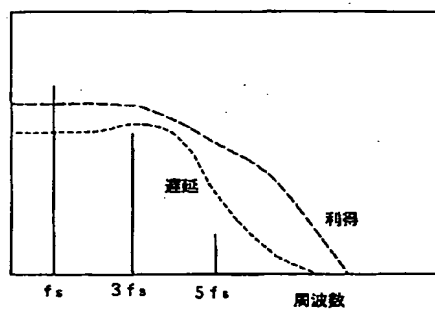
【図11】



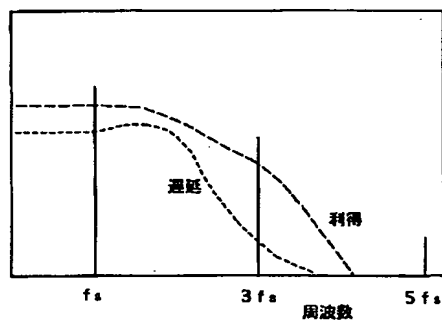
【図12】



【図14】



(a) 入力信号の周波数が低い場合



(b) 入力信号の周波数が高い場合